

УДК 621.317

## ЗАСОБИ КЕРУВАННЯ МАГНІТОРЕЗИСТИВНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ

Вунтесмері В.С., Смолянінов В.Г., Витяганець А.І.

Магніторезистивні перетворювачі (МРП) активної потужності на феромагнітних плівках із пермалоевих структур в порівнянні з напівпровідниковими структурами [1] мають на два порядки більш високу чутливість, на три порядки меншу термоелектрорушійну силу та відсутність випрямлення сигналів на контактах. Керування МРП в діапазоні частот можливо здійснювати електричним шляхом за рахунок зміни напруженості підмагнічуючого поля  $H_0$ , яка відповідає зоні феромагнітного резонансу плівки. Задача дослідження полягає в розробці засобів керування МРП активної потужності середніх частот з використанням схем гальванічної розв'язки та потужних напівпровідникових елементів і визначення спектрального складу керуючих сигналів.

### Теоретичні викладки

В складі схеми керування МРП знаходяться інвертор напруги з подільником і інвертор струму, рис. 1, де 1 – калориметрична голівка вимірювача потужності; 2 – вольтметр;  $C1, C2$  – блокувальні ємності;  $R1, R2$  – подільник напруги;  $V1$  – генератор синусоїдальної напруги;  $V2, V3$  – генератори "меандрів". При гармонічній синусоїдальній напрузі в лінії передачі, інвертований сигнал [2], рис. 2, з виходу інвертора напруги подається на електричний вхід МРП і в тригонометричній формі має вигляд:

$$V(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U}{\pi} \frac{1}{n} k_V(n\omega_0 \pm \Omega) \sin(\Omega t + \varphi_U + \varphi_{ПН}) \sin(n\omega_0 t + n\varphi), \quad (1)$$

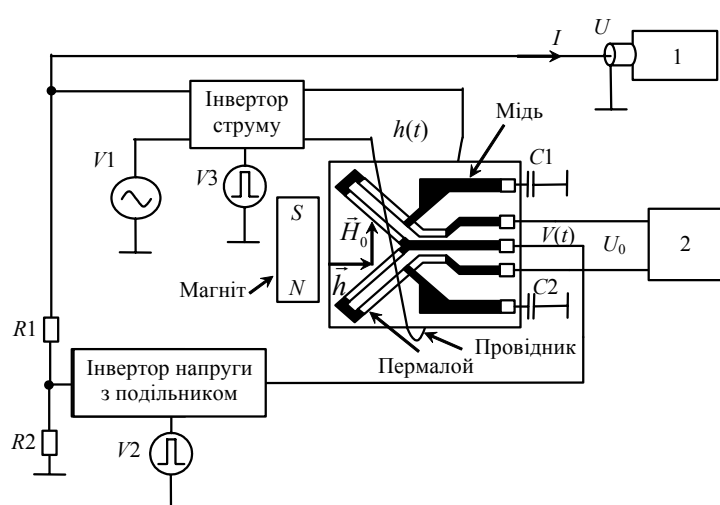


Рис. 1

де  $U$  – амплітуда напруги в лінії передачі, В;  $\omega_0, \varphi$  – частота і фаза інвертованого височастотного коливання (меандру), рад/с і рад відповідно;  $\Omega, \varphi_U$  – частота і фаза низькочастотного коливання, Гц і рад відповідно;  $\varphi_{ПН}$  – зсув фази через подільник напруги, рад;  $k_V(n\omega_0 \pm \Omega)$  – комплексний коефіцієнт передачі напруги для бокових частот.

Інвертований сигнал на магнітному вході МРП з виходу інвертора струму:

$$h(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4I}{\pi} \frac{1}{n} k_I(n\omega_0 \pm \Omega) \sin(\Omega t + \varphi_I + \varphi_{hM}) \sin(n\omega_0 t + n\varphi), \quad (2)$$

де  $I$  – амплітуда струму в лінії передачі, А;  $\omega_0$ ,  $\varphi$  – частота і фаза інвертованого високочастотного коливання (меандру), рад/с і рад відповідно;  $\Omega$ ,  $\varphi_I$  – частота і фаза низькочастотного коливання, Гц і рад відповідно;  $\varphi_{hM}$  – зсув фази між магнітним полем і намагніченістю у магнітній плівці, рад;  $k_I(n\omega_0 \pm \Omega)$  – комплексний коефіцієнт передачі по магнітному полю для бокових частот, 1/м.

Вхідні сигнали, які подаються на МРП, мають тільки дві бокові частоти без центральної, тобто перетворювач працює як балансний змішувач. Оскільки  $\Omega \ll \omega_0$  і застосувавши усереднення в лінійному наближенні для бокових частот прийемо, що комплексні коефіцієнти передачі відносяться до інвертованого сигналу напруги і струму відносно кожної гармоніки.

Інтегруючи за період  $T$  добуток  $V(t) \times h(t)$  для першої і третьої гармонік в виразах (1) і (2) та враховуючи анізотропію магнітоопору, отримаємо вихідну напругу з МРП:

$$U_0 = \frac{\Delta\rho}{\rho} \frac{1}{H_0} \frac{4UI}{T\pi^2} \int_0^T \left[ k_V(\omega_0 \pm \Omega) k_I(\omega_0 \pm \Omega) \cos(\varphi_U - \varphi_I) + \frac{1}{9} k_V(3\omega_0 \pm \Omega) k_I(3\omega_0 \pm \Omega) \times \right. \\ \times \cos(\varphi_U - \varphi_I) - k_V(\omega_0 \pm \Omega) k_I(\omega_0 \pm \Omega) \cos(2\Omega t + \varphi_U + \varphi_{\Pi\Pi} + \varphi_I + \varphi_{hM}) - \\ \left. - \frac{1}{9} k_V(3\omega_0 \pm \Omega) k_I(3\omega_0 \pm \Omega) \cos(2\Omega t + \varphi_U + \varphi_{\Pi\Pi} + \varphi_I + \varphi_{hM}) - \dots + \right. \\ \left. + \frac{1}{36} k_V(3\omega_0 \pm \Omega) k_I(3\omega_0 \pm \Omega) \cos((6\omega_0 \pm 2\Omega)t + 6\varphi \pm \varphi_U \pm \varphi_{\Pi\Pi} \pm \varphi_I \pm \varphi_{hM}) \right] dt, \quad (3)$$

де  $\Delta\rho/\rho$  – анізотропія магнітоопору;  $\rho$  – питомий опір плівки, Ом·м.

Аналіз підінтегрального виразу (3) показує, що останній компонент має амплітуду на 95% меншу, ніж постійна складова вихідного сигналу. Таким чином, крім постійної складової і дев'яти складових спектру з високими частотами  $2\omega_0$ ,  $4\omega_0$ ,  $6\omega_0$ ,  $2\omega_0 \pm 2\Omega$ ,  $4\omega_0 \pm 2\Omega$ ,  $6\omega_0 \pm 2\Omega$  отримано одну складову з однією низькою частотою  $2\Omega$ .

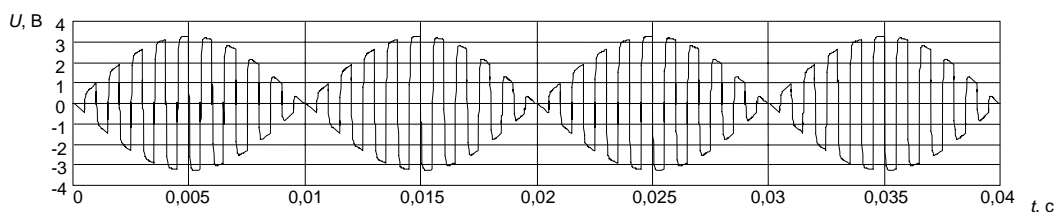


Рис. 2

Вклад в постійну складову дає тільки квадрат кожної спектральної складової. Враховуючи усереднення, отримаємо загальний вираз для по-

стійної складової активної потужності:

$$U_0 = \frac{4}{\pi^2} k_p U I \cos(\varphi_U - \varphi_I), \quad (4)$$

де  $k_p = \frac{\Delta \rho}{\rho} \frac{1}{H_0} k'_p$  – коефіцієнт перетворення МРП, 1/м;

$k'_p = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n^2} |k_V(n\omega_0)| |k_I(n\omega_0)| \cos(\varphi_{k_V(n\omega_0)} - \varphi_{k_I(n\omega_0)})$  – дійсне значення кое-

фіцієнта перетворення, який є постійною величиною для заданого інвертованого сигналу та подільника напруги, 1/м. Параметри подільника напруги підібрані таким чином, щоб компенсувати зсув фази між магнітним полем і намагніченістю у феромагнітній плівці, тобто  $\varphi_{hM} = -\varphi_{пн}$ .

### Схемотехнічна реалізація вузлів керування

Розглянутий вузол керування МРП, з використанням симисторів в якості виконуючих елементів, для мостових схем інверторів напруги та струму, представлено на рис. 1. Системи керування на логічних мікросхемах мають однополярне позитивне джерело, наприклад +5 В, а симистор перемикається із замкненого стану у провідний негативним потенціалом, який подається у коло керуючого електроду відносно аноду.

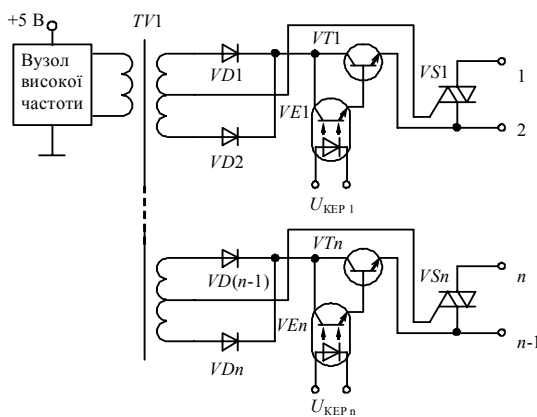


Рис. 3

Негативний потенціал керуючого сигналу реалізовано за допомогою вузла високої частоти, рис. 3, який складається з генератора тактових імпульсів, який формує послідовність несиметричних імпульсів, що поступають на подільник, сигнали з якого керують комутуючими транзисторами навантаженими на високочастотний трансформатор  $TV1$ . Високочастотний трансформатор  $TV1$ , рис. 3, зібраний на феритовому осердді 2000НМ, число вторинних обмоток якого визначається

кількістю ввімкнених навантажень. Форма вихідної напруги вузла високої частоти має нульову поличку, для виключення випадку одночасного відкриття обох комутуючих транзисторів, під час переходу через яку відбувається розсмоктування носіїв у базі транзистора, який закривається, а інший із затримкою, відкривається.

Розроблений вузол високої частоти дозволяє значно покращити вагогабаритні показники засобів керування на симисторах та використати його при розробці подібних вузлів з різними потужними виконуючими напівпровідниковими елементами [3]. Крім того, вузол керування симисторами,

рис. 3, забезпечує мінусовий потенціал на керуючому електроді відносно аноду, для його вмикання і вимикання при зменшенні анодного струму до величини меншої струму утримання при зміні полярності анодної напруги [4]. Вторинні обмотки трансформатора  $TV1$  виконані із середньою точкою. Діоди  $VD1$  і  $VD2$  випрямляють вихідну напругу вузла високої частоти, яка крізь транзистор  $VT1$ , подається на анод симистора  $VS1$ . Керування  $VT1$  здійснюється крізь "оптронну" розв'язку  $VE1$ , яка разом з трансформатором  $TV1$  забезпечує гальванічну розв'язку логічної частини схеми від силової. При розробці вузлів керування можуть виникнути обмеження по частоті комутації, тому слід провести дослідження елементної бази, що використовується. Наприклад, для "оптронної" розв'язки АОТ101АС, рис. 3, на частоті 600 Гц задній фронт імпульсу керування дуже затягнутий, а при більш високій частоті оптрон не встигає вимкнутися і транзистор  $VT1$  залишається ввімкнутим. Таким чином, низькочастотна складова гармонічного сигналу, який аналізується, добре комутується симистором. При виборі симистора та відповідних елементів оптронної розв'язки необхідно забезпечити комутацію і високочастотної складової. Застосування симисторів в якості елементної бази вузла керування МРП не обмежують можливості розробки з використанням іншої елементної бази, зокрема біполярних та польових транзисторів.

На рис. 4 наведена розроблена принципова схема вузла керування біполярним транзистором з активним запиранням.

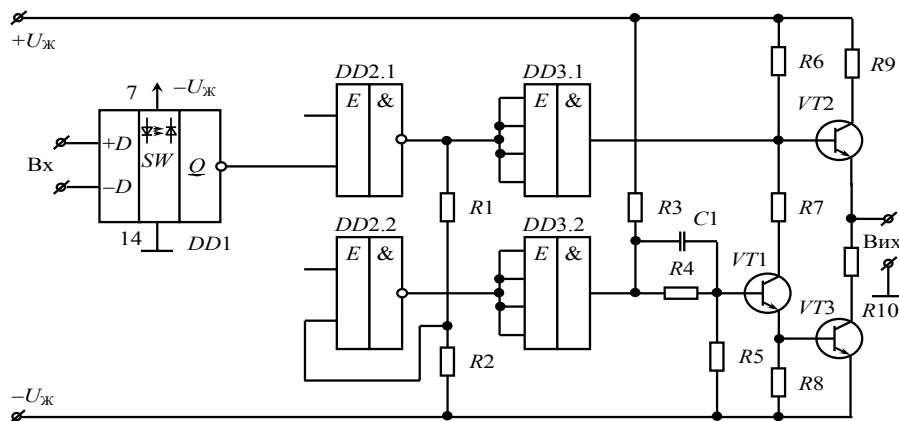


Рис. 4

В якості елемента гальванічної розв'язки використаний оптоелектронний перемикач: інвертор  $DD1$  (293 серія) — забезпечує частоту перемикання до 25 кГц, перетворювач рівня на елементах  $DD2$ ,  $R1,2$  та підсилювач  $DD3$  (мікросхема 511 серії) забезпечує формування двополярного сигналу керування, який підсилюється транзисторними ключами на елементах  $C1$ ,  $R3-R10$ ,  $VT1-VT3$ .

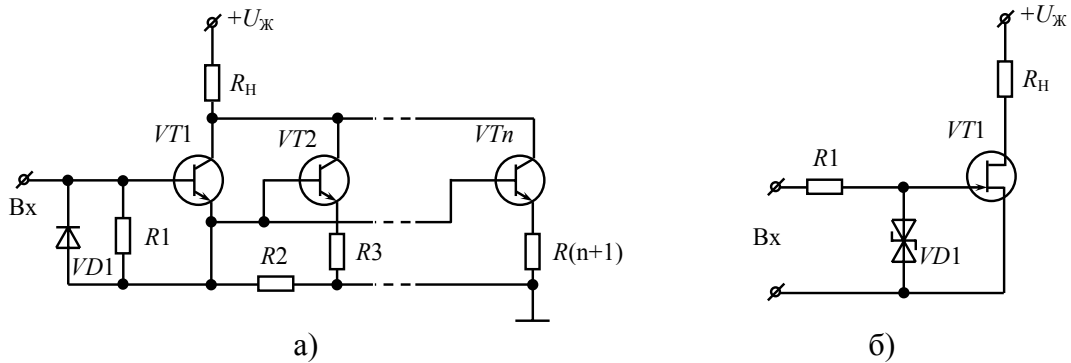


Рис. 5

Для біполярного транзистора, рис. 5 а, який дозволяє комутувати значні величини струму та напруги, для запобігання дуже глибокому зсуву в область відсічки, база-емітерний перехід шунтований діодом  $VD1$  в зворотному ввімкненні, тому мінусовий потенціал обмежується падінням напруги на відкритому діоді. Для забезпечення однакових значень струму, крізь паралельно з'єднані транзистори, в коло емітера увімкнені низькоомні резистори. Резистори  $R1$  та  $R2$  забезпечують додаткове зміщення база-емітерного переходу транзистора  $VT1$ .

Для польового транзистора, рис. 5 б, в коло затвор-стік увімкнені двоанодний стабілітрон  $VD1$ , який обмежує величину напруги керуючого сигналу, а резистор  $R1$  обмежує вхідний струм.

Формування сигналу, рис. 2, можливо здійснити за допомогою мостової схеми інвертора. Живлення якого відбувається змінним струмом  $I1$ , рис. 1. Для його роботи використано повністю керований ключ (ПКК), який складається з схеми мостового випрямляча, в одну діагональ якого

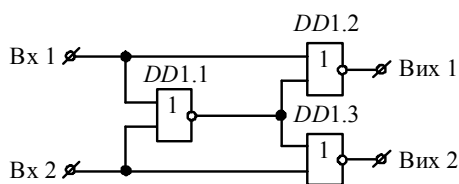


Рис. 6

включено потужний транзистор, а в іншу діагональ якого включена в одне із плеч інвертора. В якості ПКК можливо використати безпосередньо самі транзистори, якщо на вході інвертора ввімкнути мостовий випрямляч.

При розробці мостових схем інвертора виникає проблема наскрізних струмів крізь два одночасно ввімкнених ПКК однієї стійки. Вона може виникнути як під час керування ПКК при одночасному їх ввімкненні, так і в процесі перемикавання транзисторів з відкритого в закритий стани.

Апаратним шляхом виключити одночасне увімкнення ПКК однієї стійки інвертора, дозволяє проста буферна схема, рис. 6, а надійне перемикавання транзисторів однієї стійки інвертора досягається за рахунок затримки подачі керуючого сигналу на наступний по черзі вмикання ПКК інвертора.

## Висновки

Визначено складові спектру вихідного сигналу МРП та вираз для його розрахунку. Показано, що перетворювач працює як балансний змішувач, оскільки сигнали, які подаються, мають тільки дві бокові частоти без центральної. Завдяки розробленим засобам керування, на основі напівпровідникових елементів отримано необхідну форму напруги керування МРП активної потужності. За рахунок модуляції "меандру" синусоїдальним гармонічним сигналом можна зняти обмеження на частоту вимірювального низькочастотного сигналу, включаючи постійний струм, що дасть змогу перенести вимірювання на значно нижчу частоту і зробити перетворювач більш компактним, внаслідок зменшення блокувальних ємностей.

## Література

1. Vountesmeri V. Magnetoresistive multipliers as a new base for watt-converters // IEEE. Trans. on Instrum. and Meas. – 1998. – № 5. – P. 1395–1398.
2. Вунтесмері В.С., Витяганець А.І. Низькочастотне розширення діапазону роботи магніторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот // Наукові вісті НТУУ "КПІ". – 2008. – № 4. – С. 67–71.
3. Шустов М.А. Практическая схемотехника. Кн. 5. Полупроводниковые приборы и их применение. – М.: Альтекс, 2004. – 300 с. – ISBN: 978-5-94271-025-5.
4. Смолянинов В.Г., Вытяганец А.И. Магниторезистивный измерительный преобразователь с полупроводниковым управлением // Материалы 4-й Междунар. молодеж. науч.-технич. конф. "Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций "РТ-2008". – Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2008. – С. 305. – ISBN: 978-966-135-196-4.

*Вунтесмері В.С., Смолянінов В.Г., Витяганець А.І. Засоби керування магніторезистивним перетворювачем активної потужності* Розглянуто засоби керування магніторезистивним перетворювачем активної потужності та проаналізовано спектральний склад керуючих сигналів.

**Ключові слова:** магніторезистивний перетворювач, вузли керування, активна потужність.

*Вунтесмері В.С., Смолянинов В.Г., Вытяганец А.И. Средства управления магниторезистивным преобразователем активной мощности* Рассмотрены средства управления, определен спектральный состав и показана форма коммутируемого сигнала магниторезистивного преобразователя активной мощности.

**Ключові слова:** магніторезистивний перетворювач, вузли керування, активна потужність

*Vountesmeri V.S., Smolyaninov V.G., Vytiaganets A.I. Facilities of management magnetoresistive transformer of active power* Management facilities are considered, spectral composition is certain and the form of коммутируемого signal of magnetoresistive transformer of active power is rotined.

**Key words:** magnetoresistive transformer, active power